

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-319003

(43)Date of publication of application : 07.11.2003

(51)Int.Cl.

H04L 27/227

(21)Application number : 2002-119471

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 22.04.2002

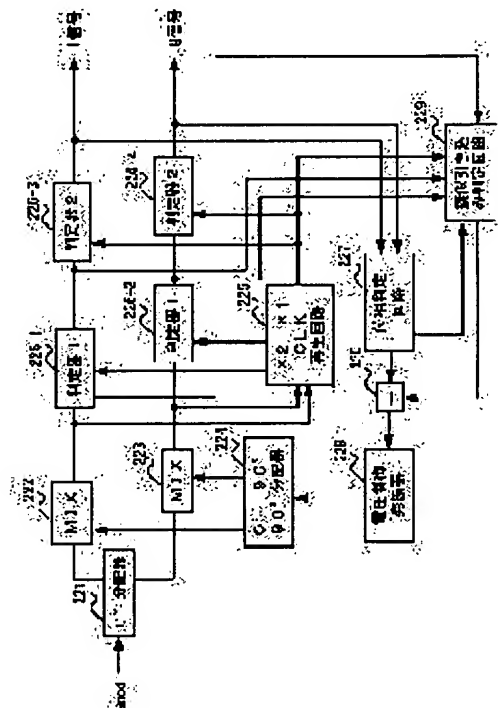
(72)Inventor : NAKAYAMA SATORU

(54) DIGITAL DEMODULATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a digital demodulator which can rapidly detect pseudo synchronization which synchronizes to a frequency shifted 1/4 of the modulation symbol rate, and obtain a normally regenerated carrier signal.

SOLUTION: A pseudo lead-in determination circuit 229 determines the pseudo synchronization, when it receives a synchronization signal from a phase determination circuit 227, compares signs determined by a discriminator 226-1 and a discriminator 226-2 to signs of I signal and Q signal respectively based on the signs determined before a cycle, two continuous signs are the same obtained in an interval of regeneration clock ($\times 1$) for either I signal or Q signal, and a central value of two determination points obtained in the discriminator 226-1 or 226-2 is zero.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

28.01.2005

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

This Page Blank (uspto)

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

This Page Blank (uspto)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-319003

(P 2 0 0 3 - 3 1 9 0 0 3 A)

(43) 公開日 平成15年11月7日 (2003. 11. 7)

(51) Int. Cl.
H04L 27/227

識別記号

F I
H04L 27/22

7-コード (参考)

B 5K004

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2002-119471 (P 2002-119471)

(22) 出願日 平成14年4月22日 (2002. 4. 22)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝
東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72) 発明者 中山 哲
東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株
株式会社東芝日野工場内

(74) 代理人 100071054

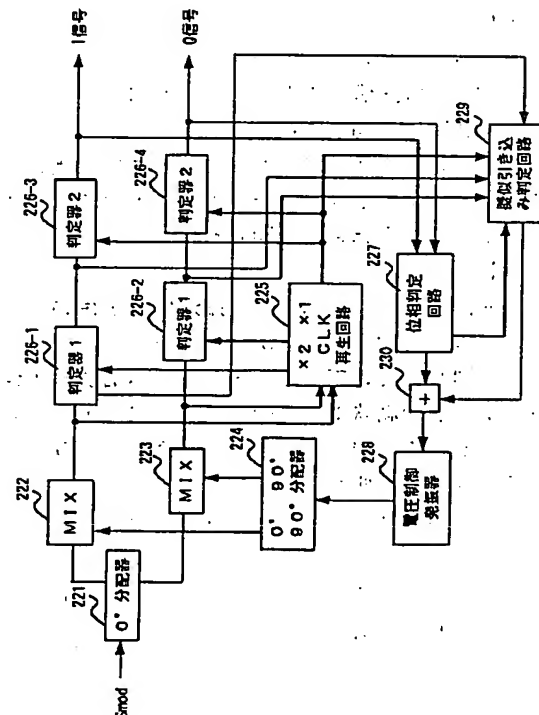
弁理士 木村 高久
Fターム(参考) 5K004 AA05 FA05 FH08 FJ18

(54) 【発明の名称】 デジタル復調装置

(57) 【要約】

【課題】 変調シンボルレートの1/4だけずれた周波数に同期する擬似同期を迅速に検出して正規の再生キャリア信号を得ることができるようにしたデジタル復調装置を提供する。

【解決手段】 擬似引き込み判定回路229は、位相判定回路227から同期信号を受け取ると、判定器226-1および判定器226-2で判定した符号と一回前に判定した符号を基にI信号およびQ信号それぞれに対し符号の比較を行い、I信号あるいはQ信号のいずれかにおいて、再生クロック($\times 1$)の間隔で獲得した2つの連続した符号が同一であり、かつ、その信号に対応して判定器226-1若しくは226-2で獲得した2つの判定点の中央の値が0の場合は、擬似同期と判定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号をそれぞれ直交する再生キャリア信号で同期検波することにより 2 つの復調信号を得るデジタル復調装置において、
前記復調信号から受信信号に含まれる信号に同期したクロックを再生するクロック再生手段と、
前記復調信号の符号を前記クロック再生手段で再生したクロックの 2 倍の周波数のクロックでそれぞれ判定する第 1 の判定手段と、
前記復調信号の符号を前記クロック再生手段で再生したクロックでそれぞれ判定する第 2 の判定手段と、
前記第 2 の判定手段の判定結果に基づき復調信号の位相を判定して該判定結果に基づき前記再生キャリア信号の位相を制御する位相判定手段と、
前記第 1 の判定手段の判定結果に基づき前記再生信号の隣接する符号が同一であり、かつ隣接する符号の間の信号がゼロの場合は、変調シンボルレートの $1/4$ だけずれた周波数に擬似同期したとして検出する擬似同期検出手段とを具備することを特徴とするディジタル復調装置。

【請求項 2】 前記擬似同期検出手段により擬似同期が検出された場合、前記再生キャリア信号の周波数を所定方向に強制的にシフトする周波数強制シフト手段と、
前記周波数強制シフト手段による再生キャリア信号の周波数の強制的シフトにより擬似同期が解消されない場合は、前記周波数強制シフト手段による再生キャリア信号の周波数のシフト方向を反転するシフト方向反転手段とを更に具備することを特徴とする請求項 1 記載のディジタル復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、4 相 P S K (Phase Shift Keying) 搬送信号を用いた無線通信システムのディジタル復調装置に関し、特に、変調シンボルレートの $1/4$ だけずれた周波数に同期する擬似同期を迅速に検出して正規の再生キャリア信号を得ることができるようにしたディジタル復調装置に関する。

【0002】

【従来の技術】一般に、4 相 P S K 搬送信号を用いた無線通信システムは、図 5 に示すように構成されている。

【0003】図 5 において、送信側では、送信する I 信号および Q 信号を変調器 100 のミキサ (MIX) 101、103 にそれぞれ加える。ミキサ 101、103 には、発振器 105 で生成され、 90° 分配器 104 により同相 0° および 90° 位相に分配された直交する 2 つのキャリア信号が加えられており、ミキサ 101、103 は、I 信号および Q 信号を上記キャリア信号と混合することによりキャリア信号を I 信号および Q 信号で変調する。

【0004】ミキサ 101、103 から出力された直交

する 2 つの変調されたキャリア信号は、 0° 合成器 102 で合成され、送信機 106、送信アンテナ 107 を介して受信機側に送信される。

【0005】一方、受信側では、送信側から送信された信号を、受信アンテナ 210 および受信機 209 を経由して受信し、この受信信号を復調器 200 の 0° 分配器 111 により 2 つの信号に分配してミキサ (MIX) 202、203 に加える。

【0006】ミキサ 202、203 には、 90° 分配器 113 からの同相および 90° 位相の再生キャリア信号が加えられており、受信信号に、この同相および 90° 位相の再生キャリア信号をそれぞれ混合することにより I 信号成分および Q 信号成分を復調する。

【0007】また、この復調 I 信号成分および Q 信号成分からクロック (CLK) 再生回路 205 でクロック信号を再生し、判定回路 206 で、この再生したクロック信号に基づき I 信号および Q 信号の符号を判定し、I 信号および Q 信号を再生出力する。

【0008】また、判定回路 206 から出力された再生 I 信号および Q 信号に基づきキャリア再生回路でキャリアの周波数を判別し、この判別した周波数に基づき電圧制御発振器 208 を制御して、 90° 分配器 113 からの同相および 90° 位相の再生キャリア信号を発生させる。

【0009】ところで、上記構成の無線通信システムにおいて、復調器 200 は、従来、図 6 に示すように構成されている。

【0010】図 6 において、受信した変調信号 Smod は、 0° 分配器 211 により 2 つの信号に分配され、ミキサ (MIX) 212、213 にそれぞれ加えられる。

【0011】一方、ミキサ 212、213 には、 90° 分配器 214 により分配された同位相 0° および 90° 位相シフトした再生キャリア信号が加えられている。

【0012】ミキサ 212、213 は、受信した変調信号 Smod と同位相 0° および 90° 位相シフトした再生キャリア信号とを混合することにより、I 信号成分および Q 信号成分を復調する。

【0013】そして復調 I 信号成分および Q 信号成分に基づきクロック (CLK) 再生回路 205 でクロック信号を再生し、この再生クロック信号を判定器 216-1、216-2 にそれぞれ加える。

【0014】判定器 216-1 は、復調 I 信号成分から I 信号の符号をこの再生クロック信号に同期して判別して I 信号を出力する。

【0015】また、判定器 216-2 は、復調 Q 信号成分から Q 信号の符号をこの再生クロック信号に同期して判別して Q 信号出力する。

【0016】また、位相判定回路 217 は、判定器 216-1 および判定器 216-2 からそれぞれ出力される I 信号および Q 信号に基づき I 信号および Q 信号の判定

点と正規の収束点からの位相誤差を検出する。ここで、位相誤差を検出した場合は、電圧制御発振器 205 に対し再生キャリア信号の周波数を補正するための電圧信号を出力する。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】 上述の如く、従来のこの種の無線通信システムの復調器は、復調 1 信号および Q 信号の判定点が収束点となるように再生キャリア信号の位相を制御していたので、再生キャリア信号がシンボル周波数の $1/4$ だけずれた個所に同期する擬似同期が発生するという問題があった。

【0018】そこで、本発明は、変調シンボルレートの $1/4$ だけずれた周波数に同期する擬似同期を迅速に検出して正規の再生キャリア信号を得ることができるようにしたデジタル復調装置を提供することを目的とする。

【0019】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するため、請求項 1 の発明は、受信信号をそれぞれ直交する再生キャリア信号で同期検波することにより 2 つの復調信号を得るデジタル復調装置において、前記復調信号から受信信号に含まれる信号に同期したクロックを再生するクロック再生手段と、前記復調信号の符号を前記クロック再生手段で再生したクロックの 2 倍の周波数のクロックでそれぞれ判定する第 1 の判定手段と、前記復調信号の符号を前記クロック再生手段で再生したクロックでそれぞれ判定する第 2 の判定手段と、前記第 2 の判定手段の判定結果に基づき復調信号の位相を判定して該判定結果に基づき前記再生キャリア信号の位相を制御する位相判定手段と、前記第 1 の判定手段の判定結果に基づき前記再生信号の隣接する符号が同一であり、かつ隣接する符号の間の信号がゼロの場合は、変調シンボルレートの $1/4$ だけずれた周波数に擬似同期したとして検出する擬似同期検出手段とを具備することを特徴とする。

【0020】また、請求項 2 の発明は、請求項 1 の発明において、前記擬似同期検出手段により擬似同期が検出された場合、前記再生キャリア信号の周波数を所定方向に強制的にシフトする周波数強制シフト手段と、前記周波数強制シフト手段による再生キャリア信号の周波数の強制的シフトにより擬似同期が解消されない場合は、前記周波数強制シフト手段による再生キャリア信号の周波数のシフト方向を反転するシフト方向反転手段とを更に具備することを特徴とする。

【0021】

【発明の実施の形態】 以下、本発明に係るデジタル復調装置の実施の形態を添付図面を参照して詳細に説明する。

【0022】図 1 は、本発明に係るデジタル復調装置の一実施の形態を示すブロック図である。

【0023】なお、図 1 に示すデジタル復調装置は、

4 相 P S K 搬送信号を用いた無線通信システムにおける復調装置を示すもので、図 5 に示した復調器に対応する。

【0024】図 1 において、このデジタル復調装置は、 0° 分配器 221、ミキサ (MIX) 222 および 223、 90° 分配器 224、クロック (CLK) 再生回路 225、判定器 (判定器 1) 226-1、判定器 (判定器 1) 226-2、判定器 (判定器 2) 226-3、判定器 (判定器 2) 226-4、位相判定回路 227、電圧制御発振器 228、擬似引き込み判定回路 229、加算部 230 を具備して構成される。

【0025】ここで、 0° 分配器 221 は、受信した変調信号 Smod を 2 つの信号に分配して、ミキサ 222 および 223 に加えるものである。

【0026】ミキサ 222 および 223 は、 0° 分配器 221 で分配された 2 つの変調信号 Smod に 90° 分配器 224 から出力される 0° および 90° に位相シフトした再生キャリア信号をそれぞれ混合することにより 1 信号成分および Q 信号成分を復調するものである。

【0027】 90° 分配器 224 は、電圧制御発振器 228 から発生された再生キャリア信号を同位相 0° および 90° 位相シフトした再生キャリア信号をミキサ 222 および 223 に分配出力する。

【0028】クロック再生回路 225 は、ミキサ 222 および 223 からそれぞれ出力される 1 信号成分および Q 信号成分に基づき 1 信号および Q 信号に同期したクロックを再生するもので、このクロック再生回路 225 においては、1 信号および Q 信号に同期したクロック ($\times 1$) および、このクロックの 2 倍の周波数のクロック ($\times 2$) を発生するように構成されている。

【0029】判定器 226-1 および 226-2 は、クロック再生回路 225 から出力される 1 信号および Q 信号に同期したクロック ($\times 1$) の 2 倍の周波数のクロック ($\times 2$) を入力し、このクロック ($\times 2$) に基づき 1 信号成分および Q 信号成分の符号の判定を行う。

【0030】また、判定器 226-3 および 226-4 は、クロック再生回路 225 から出力される 1 信号および Q 信号に同期したクロック ($\times 1$) を入力し、このクロック ($\times 1$) に基づき 1 信号成分および Q 信号成分の符号の判定を行い、1 信号および Q 信号として出力する。

【0031】位相判定回路 227 は、判定器 226-3 および判定器 226-4 からそれぞれ出力される 1 信号および Q 信号に基づき 1 信号および Q 信号の判定点と正規の収束点のからの位相誤差を検出し、電圧制御発振器 205 から発生される再生キャリア信号の周波数を補正するための電圧信号を加算部 230 を介して電圧制御発振器 205 へ出力する。

【0032】電圧制御発振器 228 は、位相判定回路 227 および擬似引き込み判定回路 229 の出力に基づき

位相制御された再生キャリア信号を発生する。

【0033】擬似引き込み判定回路229は、判定器226-1および226-2の判定出力およびクロック再生回路225から出力されるI信号およびQ信号に同期したクロック($\times 1$)の2倍の周波数のクロック($\times 2$)および位相判定回路227の判定出力を入力し、擬似引き込みを判定するとともに、擬似引き込みが判定された場合は、正規の同期状態に復帰すべく強制シフト信号を加算部230を介して電圧制御発振器228へ出力する。

【0034】さて、上記擬似引き込み判定回路229の動作の詳細を説明する前に、図2乃至図4を参照して、この実施の形態における擬似引き込み判定原理について説明する。

【0035】今、送信側から送信されるI信号およびQ信号のn番目のデータを i_n/q_n とし、 0° および9

$$\Delta\omega = (2\pi/T)/4 = \pi/(2T) \quad \dots (式4)$$

となる。

【0038】これらの式より、キャリアが、 $1/4$ シンボル周波数ずれた点に同期した場合 I/Q 位相平面上でシンボル周期Tの間隔で i_n 、 q_n の値をとると I/Q 位相平面上において、 90° 位相回転した信号が収束点に現れることがわかり、この状態が擬似同期状態である。

【0039】この場合、擬似同期信号のビート信号成分である $\sin(\Delta\omega t + \pi/4)$ 、 $\cos(\Delta\omega t + \pi/4)$ は、図2のようになる。

【0040】図2において、時間 $t = T/2 + nT$ (n は整数)の点に着目すると、各信号は、この点において0となっている。

【0041】すなわち、上記記載から $t = nT$ における i_n および q_n と $t = (n-1)T$ における $i_{(n-1)}$ および $q_{(n-1)}$ とで符号が反転していないのに、 $t = T/2 + (n-1)T$ で復調I信号およびQ信号がゼロとなる場合がある。

【0042】図3は、正規の再生キャリア信号で復調した場合のI信号およびQ信号の波形を示し、図4は、擬似同期した再生キャリア信号で復調した場合のI信号およびQ信号の波形を示す。

【0043】図4から明らかなように、再生キャリア信号が擬似同期した場合、復調I信号およびQ信号は、 $t = nT$ における i_n および q_n と $t = (n-1)T$ における $i_{(n-1)}$ および $q_{(n-1)}$ とで符号が反転していないのに、 $t = T/2 + (n-1)T$ で復調I信号およびQ信号がゼロとなる場合があることがわかり、この実施の形態においては、この場合を擬似同期として検出する。

【0044】更に、この実施の形態においては、 $1/4$ シンボル周波数ずれた点に再生キャリア信号が擬似同期したことが検出された場合は、正規の再生キャリア信号

0° 位相のキャリア信号を各々 $\cos\omega t$ 、 $\sin\omega t$ ($\omega = 2\pi f$: f はキャリア信号の周波数)とした場合、図5に示した変調器100から出力される変調信号は次式で与えられる。

【0036】

$$S_{mod} = i \cos\omega t + q \sin\omega t \quad \dots (式1)$$

この変調信号を図6に示した復調器で $\Delta\omega$ だけずれた再生キャリア信号で復調したとすると、この場合のI信号およびQ信号の復調信号 i_n および q_n は次式で与えられる。

【0037】

$$i_n = i_n \sqrt{2} \sin(\Delta\omega t + \pi/4) \quad \dots (式2)$$

$$q_n = q_n \sqrt{2} \cos(\Delta\omega t + \pi/4) \quad \dots (式3)$$

ここで、 $\Delta\omega$ を変調時のキャリア信号のシンボル周波数の $1/4$ とすると、シンボル周期をTとすれば、

$$\Delta\omega = (2\pi/T)/4 = \pi/(2T) \quad \dots (式4)$$

を得るために再生キャリア信号の周波数を強制的にシフトする。

【0045】ここで、擬似同期は $\pm 1/4$ シンボル周波数ずれた点で発生するため、再生キャリア信号を高い方向にのみシフトすると正規の再生キャリア周波数が得られないので、この実施の形態では、所定回(N回)連続して擬似同期した場合は、再生キャリア信号の周波数を強制的にシフトする方向を反転するように構成されている。

【0046】さて、図1に戻り、位相判定回路227は、判定器226-3および判定器226-4からそれぞれ出力されるI信号およびQ信号に基づきI信号およびQ信号の判定点と正規の収束点のからの位相誤差を検出し、位相誤差が検出されない場合は、位相同期を示す同期信号を擬似引き込み判定回路229に対して出力する。

【0047】擬似引き込み判定回路229は、位相判定回路227から同期信号を受け取ると、判定器226-1および判定器226-2で判定した符号と一回前に判定した符号を基にI信号およびQ信号それぞれに対し符号の比較を行う。

【0048】ここで、I信号あるいはQ信号のいずれかにおいて、再生クロック($\times 1$)の間隔で獲得した2つの連続した符号が同一であり、かつ、その信号に対応して判定器226-1若しくは226-2で獲得した2つの判定点の中央の値が0の場合は、擬似同期と判定する。

【0049】そして、この擬似同期と判定された場合は、電圧制御発振器228から出力される再生キャリア信号の周波数を強制的にシフトするための正の電圧を加算部230に出力する。

【0050】これにより、電圧制御発振器228は、再生キャリア信号の位相を $1/4$ シンボル周波数だけ強制

10

20

30

40

50

的にシフトする。

【0051】ここで、更に擬似同期を検出した場合は、再生キャリア信号の位相を $1/4$ シンボル周波数だけ更に強制的にシフトする電圧を加算部 230 に出力し、これにより、電圧制御発振器 228 は、再生キャリア信号の位相を $1/4$ シンボル周波数だけ強制的にシフトする。そして、上記と同様の手順を正規の再生キャリア信号が得られるまで繰り返す。

【0052】なお、上記手順を N 回繰り返したが、擬似引き込み判定回路 229 が再び擬似同期であることを連続して判定する場合は、再生キャリア信号の位相のずれが逆方向に発生していることが考えられるので、この場合は、再生キャリア信号の周波数を強制的にシフトする方向を反転する。

【0053】

【発明の効果】以上説明したようにこの発明によれば、復調信号の隣接する符号が同一でその間の信号がゼロの場合は、変調シンボルレートの $1/4$ だけずれた周波数に擬似同期したとして検出するように構成したので、変調シンボルレートの $1/4$ だけずれた周波数に同期する擬似同期を迅速に検出することができる。

【0054】また、擬似同期を検出した場合には、再生キャリア信号の周波数を所定方向に強制的にシフトするように構成したので、再生キャリア信号において正規の位相同期制御が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明に係るデジタル復調装置の一実施の形態を示すブロック図。

【図 2】 $1/4$ シンボル周波数シフト点で擬似同期した再生キャリア信号の直交するビート成分の波形図。

【図 3】再生キャリア信号が正規の位相タイミングで復調した I/Q 信号の波形図。

【図 4】再生キャリア信号が $1/4$ シンボル周波数シフトした位相タイミングで復調した I/Q 信号の波形図。

【図 5】無線システムの全体を示すブロック図。

【図 6】図 5 に示した復調器の従来の構成を示すブロック図。

【符号の説明】

100 変調器

101 ミキサ (MIX)

102 ミキサ (MIX)

103 発振器

104 90° 分配器

105 0° 合成器

106 送信機

107 送信アンテナ

200 復調器

201 0° 分配器

202 ミキサ (MIX)

10 203 ミキサ (MIX)

204 90° 分配器

205 クロック (CLK) 再生回路

206 判定回路

207 キャリア再生回路

208 電圧制御発振器

209 受信機

210 受信アンテナ

211 0° 分配器

212 ミキサ (MIX)

20 213 ミキサ (MIX)

214 90° 分配器

215 クロック (CLK) 再生回路

216-1 判定器

216-2 判定機

217 位相判定回路

218 電圧制御発振器

221 0° 分配器

222 ミキサ (MIX)

223 ミキサ (MIX)

30 224 90° 分配器

225 クロック (CLK) 再生回路

226-1 判定器 (判定器 1)

226-2 判定器 (判定器 1)

226-3 判定器 (判定器 2)

226-4 判定器 (判定器 2)

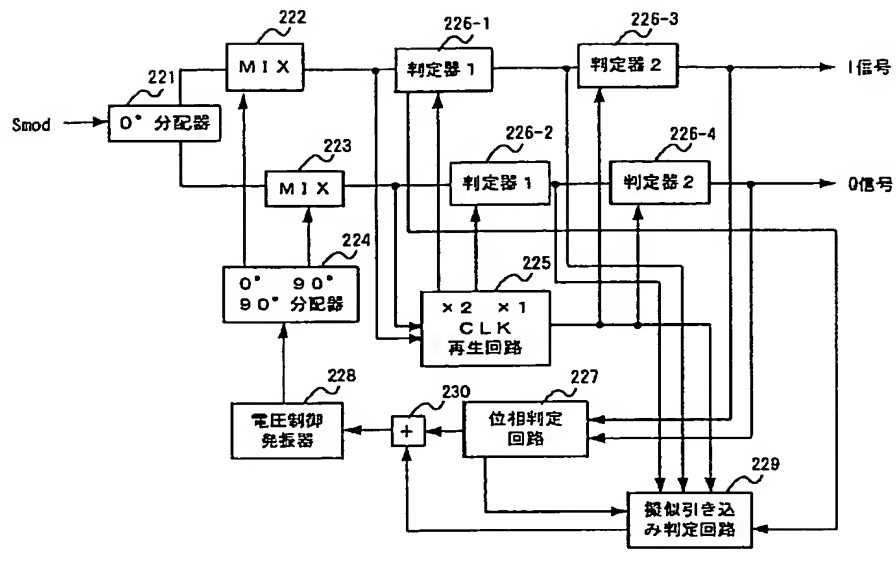
227 位相判定回路

228 電圧制御発振器

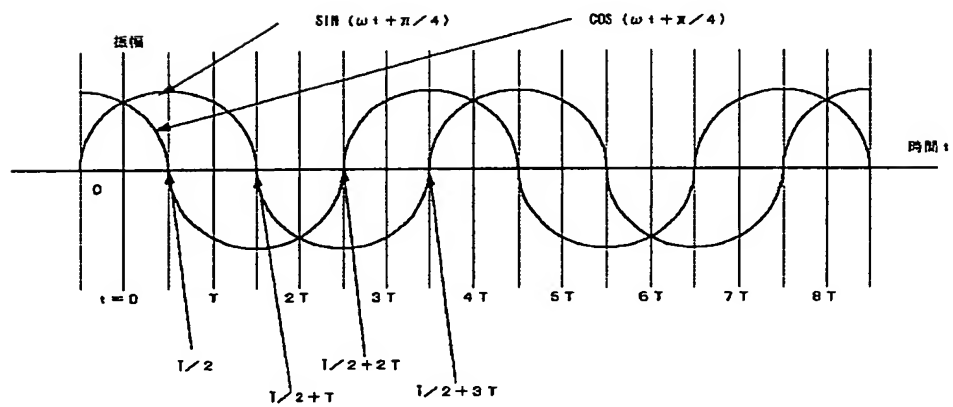
229 擬似引き込み判定回路

230 加算部

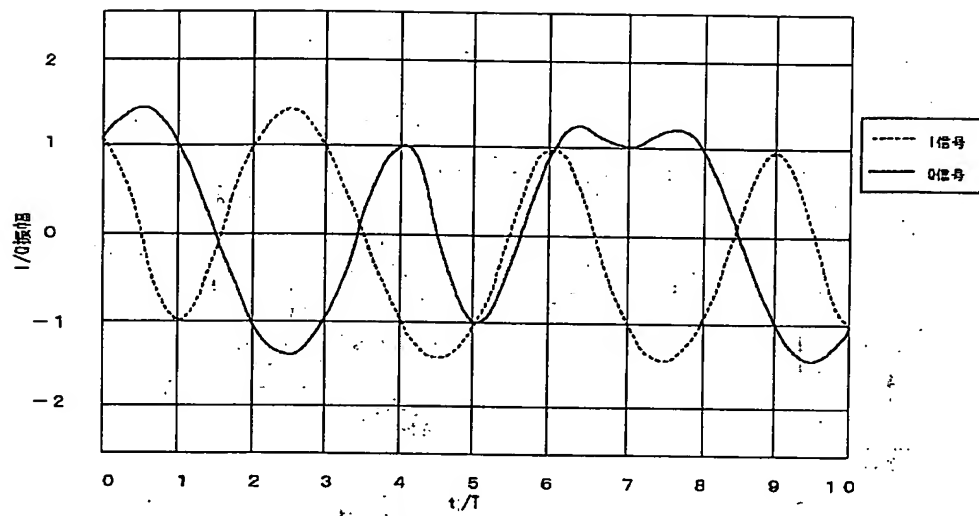
【図 1】



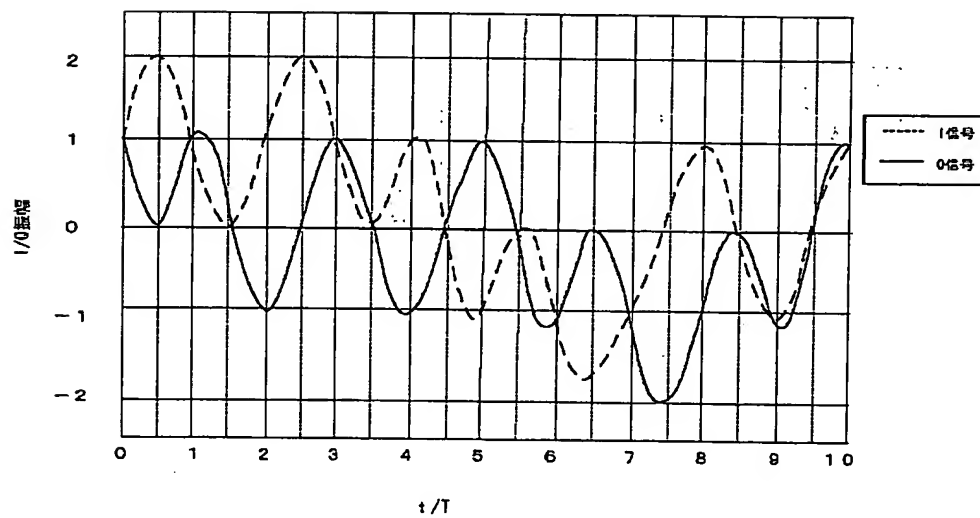
【図 2】



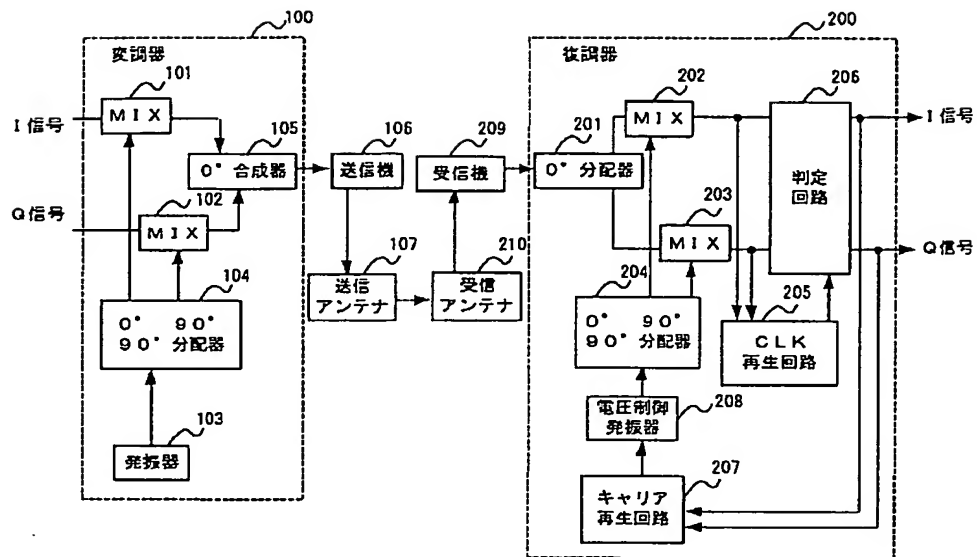
【図 3】



【図 4】



【図 5】



【図 6】

